

5700/6898  
日 本 国 特 許 庁  
PATENT OFFICE  
JAPANESE GOVERNMENT

PCT/JP00/06898

04.10.00

REC'D 28 NOV 2000

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されて  
いる事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed  
with this Office.

出 願 年 月 日  
Date of Application:

1999年10月 5日

出 願 番 号  
Application Number:

平成11年特許願第283981号

出 願 人  
Applicant (s):

株式会社山武

EW

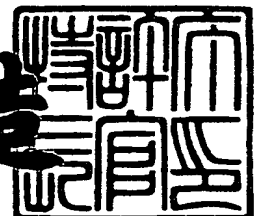
PRIORITY  
DOCUMENT

SUBMITTED OR TRANSMITTED IN  
COMPLIANCE WITH RULE 17.1(a) OR (b)

2000年11月10日

特許庁長官  
Commissioner,  
Patent Office

及川耕造



出証番号 出証特2000-3092505

【書類名】 特許願

【整理番号】 19990116

【提出日】 平成11年10月 5日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 G05B 13/02

【発明者】

    【住所又は居所】 東京都渋谷区渋谷 2 丁目 1 2 番 1 9 号 株式会社 山武  
                                内

    【氏名】 北條 達也

【発明者】

    【住所又は居所】 東京都渋谷区渋谷 2 丁目 1 2 番 1 9 号 株式会社 山武  
                                内

    【氏名】 黒崎 淳

【特許出願人】

    【識別番号】 000006666

    【氏名又は名称】 株式会社 山武

【代理人】

    【識別番号】 100064621

    【弁理士】

    【氏名又は名称】 山川 政樹

    【電話番号】 03-3580-0961

【手数料の表示】

    【予納台帳番号】 006194

    【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

    【物件名】 明細書 1

    【物件名】 図面 1

    【物件名】 要約書 1

    【包括委任状番号】 9722147

特平 1 1 - 2 8 3 9 8 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 コントローラの設計装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】  $H$ インフィニティ ( $H\infty$ ) 制御理論に基づいてコントローラの設計を行う設計装置において、

制御対象とコントローラとからなる閉ループ系の過渡応答特性を設定する設定手段と、

前記閉ループ系の過渡応答特性に基づいて、閉ループ系の設定値追従特性を決定するための周波数感度重みを算出する周波数感度重み算出手段と、

予め設定された一般化プラントに前記周波数感度重みを適用して、前記コントローラを導出するコントローラ算出手段とを備えることを特徴とするコントローラの設計装置。

【請求項 2】 請求項 1 記載のコントローラの設計装置において、

前記周波数感度重み算出手段は、前記閉ループ系の過渡応答特性と、閉ループ系の設定値から偏差に至る伝達関数に前記周波数感度重みを掛けた伝達関数の  $H\infty$  ノルムが 1 未満であるという設計指標とに基づいて、前記周波数感度重みを算出することを特徴とするコントローラの設計装置。

【請求項 3】 請求項 1 記載のコントローラの設計装置において、

前記設定手段は、前記閉ループ系の過渡応答特性を 1 次遅れ特性で近似することを特徴とするコントローラの設計装置。

【請求項 4】 請求項 1 記載のコントローラの設計装置において、

前記設定手段は、前記閉ループ系の過渡応答特性を 2 次系の特性で近似することを特徴とするコントローラの設計装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、周波数応答特性を制御仕様として与えることが困難な例えばプロセス制御等の分野で使用するコントローラの設計を  $H$ インフィニティ ( $H\infty$ ) 制御理論に基づいて行う設計装置に関するものである。

## 【 0 0 0 2 】

## 【従来の技術】

近年、フィードバック制御の分野では、実際の制御対象と制御対象の数値モデルとの誤差を考慮した制御設計を可能にする $H_{\infty}$ 制御理論を利用することが多くなっている。従来の制御理論では、制御系を設計するとき、伝達関数や状態方程式で表される制御対象のモデルを求め、そのモデルを安定化するように制御系を設計する。このとき、実際の制御対象とモデルとの誤差が十分に小さい場合には、モデルを安定化するように設計されたコントローラが実際の制御対象をも安定化することができる。しかし、何らかの理由でモデルと実際の制御対象との誤差が大きい場合には、コントローラが実際の制御対象を安定化できない場合がある。

## 【 0 0 0 3 】

$H_{\infty}$ 制御理論では、実際の制御対象と設計に用いる数値モデルとの間に誤差があっても、その誤差に関する情報が得られる場合、その誤差を考慮に入れて、実際の制御対象を安定化するコントローラを設計することが可能になる。また、 $H_{\infty}$ 制御理論は、従来の制御理論と比較して、制御系を設計する際に制御仕様が直感的に与えやすいと言われている。例えば、従来の制御理論を用いて制御系を設計する場合では、その設計仕様は閉ループ系の極であったり、評価関数の重み行列であった。しかし、これらの値の物理的な意味は不明確であり、その設定には多くの試行錯誤が必要であった。

## 【 0 0 0 4 】

これに対して、 $H_{\infty}$ 制御理論では、制御対象とコントローラとからなる閉ループ系の周波数応答で制御仕様を指定することができる。 $H_{\infty}$ 制御理論は、このような利点を持っているにもかかわらず、理論的に難解であり、実際の制御系を構築するには相当な知識を必要とすること、プロセス制御など周波数応答で考えにくい対象に対しては制御仕様を与えにくい等の理由であまり実用化されていなかったのが現状である。

## 【 0 0 0 5 】

## 【発明が解決しようとする課題】

$H^\infty$ 制御理論では、閉ループ系の設定値追従特性を決定するために感度重み $W_s$ と呼ばれる周波数重みを決める必要がある。しかしながら、 $H^\infty$ 制御理論は周波数領域での設計法であるため、機械系の制御では設計がやり易いが、プロセス制御などのように周波数領域では考えにくい制御系の設計には利用しにくく、感度重み $W_s$ を適切に選ぶことが難しいという問題点があった。また、周波数領域で制御仕様を与えることが難しく、感度重み $W_s$ の決定が困難であったため、プロセス制御の分野で使用されるコントローラの設計に $H^\infty$ 制御理論を利用しにくいという問題点があった。

本発明の目的は、適用分野がプロセス制御等であっても、周波数感度重みを容易に決定することができ、 $H^\infty$ 制御理論に基づくコントローラの設計を容易に実現することができる設計装置を提供することである。

#### 【0006】

##### 【課題を解決するための手段】

本発明のコントローラの設計装置は、 $H$ インフィニティ ( $H^\infty$ ) 制御理論に基づいて設計を行うものである。この設計装置は、制御対象とコントローラとからなる閉ループ系の過渡応答特性を設定する設定手段(1～3)と、前記閉ループ系の過渡応答特性に基づいて、閉ループ系の設定値追従特性を決定するための周波数感度重みを算出する周波数感度重み算出手段(4)と、予め設定された一般化プラントに前記周波数感度重みを適用して、前記コントローラを導出するコントローラ算出手段(5)とを備えている。

#### 【0007】

また、本発明のコントローラの設計装置の1構成例として、前記周波数感度重み算出手段は、前記閉ループ系の過渡応答特性と、閉ループ系の設定値から偏差に至る伝達関数に前記周波数感度重みを掛けた伝達関数の $H^\infty$ ノルムが1未満であるという設計指標とに基づいて、前記周波数感度重みを算出するものである。

また、本発明のコントローラの設計装置の1構成例として、前記設定手段は、前記閉ループ系の過渡応答特性を1次遅れ特性で近似するものである。

そして、本発明のコントローラの設計装置の1構成例として、前記設定手段は、前記閉ループ系の過渡応答特性を2次系の特性で近似するものである。

## 【 0 0 0 8 】

## 【 発明の実施の形態 】

## 〔 実施の形態の 1 〕

次に、本発明の実施の形態について図面を参照して詳細に説明する。図 1 は、本発明の第 1 の実施の形態となるコントローラの設計装置の構成を示すブロック図である。図 1 の設計装置は、制御対象とコントローラとからなる閉ループ系の過渡応答特性を表す過渡応答パラメータを入力するための過渡応答パラメータ入力部 1 と、過渡応答パラメータを装置内に登録する過渡応答パラメータ登録部 2 と、過渡応答パラメータ登録部 2 から入力された過渡応答パラメータを基に閉ループ系の過渡応答特性を算出する閉ループ伝達関数算出部 3 と、閉ループ系の過渡応答特性に基づいて、閉ループ系の設定値追従特性を決定するための周波数感度重みを算出する周波数感度重み算出部 4 と、予め設定された一般化プラントに周波数感度重みを適用して、コントローラのパラメータを導出するコントローラ算出部 5 とを有している。

## 【 0 0 0 9 】

過渡応答パラメータ入力部 1、過渡応答パラメータ登録部 2 および閉ループ伝達関数算出部 3 は、閉ループ系の過渡応答特性を設定する設定手段を構成している。

$H_{\infty}$ 制御理論に基づくコントローラ設計用アルゴリズムは、制御対象を用いて表現された一般化プラントに基づいて設計される。したがって、最初に一般化プラントについて説明する。

## 【 0 0 1 0 】

図 2 は実際の制御対象を数式化したモデルの構成を示すブロック図である。図 2 に示す制御対象の数値モデルは、操作量  $u$  に対するモデル 1 1 と、外乱  $w$  に対するモデル 1 2 とからなる。 $P_u$  はモデル 1 1 の伝達関数、 $P_w$  はモデル 1 2 の伝達関数である。モデル 1 1、1 2 は、実際の制御対象に対するステップ応答テストより得られたデータを用いてモデル同定を行った結果得られたものである。制御対象の出力である制御量  $y$  は、モデル 1 1、1 2 の出力を足し合わせたものとなる。

## 【 0 0 1 1 】

このような制御対象の数値モデルを含む従来の一般化プラントの構成を図 3 に示す。一般化プラントとは、図 3 に示すように、設定値追従特性を決定するために用いられる感度重み  $W_s$  と呼ばれる周波数重みと、ロバスト安定性を決定するために用いられる相補感度重み  $W_t$  と呼ばれる周波数重みとを設けて、制御対象の入力（操作量） $u$ 、入力（外乱） $w$ 、出力（制御量） $y$  以外に設定値  $r$ 、出力  $z_1$ 、 $z_2$  を導入して、設定値追従特性とロバスト安定性の両者を実現するためのものである。

## 【 0 0 1 2 】

偏差  $e (= y - r)$  は、観測量、すなわちコントローラ（不図示）に対する入力となる。1 3 は感度重み  $W_s$  を表すブロックであり、 $Z_1$  は設定値追従特性の評価を行うための出力である。また、1 4 は相補感度重み  $W_t$  を表すブロックであり、 $Z_2$  はロバスト安定性の評価を行うための出力である。

## 【 0 0 1 3 】

従来は、図 3 に示した一般化プラントにおいて、制御対象の数値モデルを基にモデルの不確かさを見積もって相補感度重み  $W_t$  を決め、設定値  $r$  への追従性を考慮して周波数特性を直接指定して感度重み  $W_s$  を決めて、 $\gamma$  イテレーションによりコントローラのパラメータを決定していた。しかしながら、図 3 の一般化プラントを用いると、各操作量のプラント出力に対するゲインの差により、ゲインが大きいものを基準にコントローラを設計することになるため、得られるコントローラは非常に保守的、すなわち過剰に安定的なものになりがちである。

## 【 0 0 1 4 】

また、設定値追従特性と外乱応答特性は、通常、相反するものであるため、設計時にそれらを同じ重みを持って設計するよりは、目的に応じて重み付けできる方が好ましい。

さらに、図 3 の一般化プラントでは、積分要素を含んでいない場合、定常偏差が生じる。感度重み  $W_s$  に積分特性を持たせることによってコントローラに積分特性を持たせることができるが、一般化プラントが可安定でなくなるため、標準の  $H_\infty$  問題に帰着することができなくなる。



【0 0 1 5】

このため、本発明では、図4に示すような一般化プラントを考える。図4において、Mは外乱wによる制御量yへの影響を調整するためのスケーリング行列、Tは制御対象の誤差の大きさを揃えるためのスケーリング行列、 $\alpha^{-1}I$ は定常偏差をなくすための積分特性をコントローラに持たせるための重みである。ここで、 $\alpha(s) = s / (s + a)$ と定義される。なお、sはラプラス演算子であり、a(>0)は任意の実数である。

【0 0 1 6】

1 5はスケーリング行列Mを表すブロック、1 6はスケーリング行列Tを表すブロック、1 7は重み $\alpha^{-1}I$ を表すブロックである。偏差 $e_2$ は、偏差eに重み $\alpha^{-1}I$ を掛けたもので、コントローラに対する入力となる。

以上のような一般化プラントにコントローラKを加えたロバスト制御系の構成を図5に示す。図5において、1 8はコントローラKを表すブロックである。

【0 0 1 7】

本発明のコントローラの設計装置は、設定値rに対して制御対象の出力である制御量yが追従し、外乱wの影響が除去され、かつ制御対象が変動したり制御対象のモデルに誤差があっても安定化できるようにコントローラKのパラメータを決定することを目的としている。H $\infty$ 制御問題は、(r, w)から( $z_1$ ,  $z_2$ )までの伝達関数のH $\infty$ ノルム(ゲイン)を小さくする問題として考えることができる。すなわち、設定値追従特性、ロバスト安定性、外乱抑制性のそれぞれについて以下のように考えればよい。

【0 0 1 8】

(A) 設定値追従特性：設定値rから偏差eに至る伝達関数(より正確には、設定値rに周波数重み $\alpha^{-1}W_s$ を掛けた、rから $z_1$ に至る伝達関数)のH $\infty$ ノルム(ゲイン)を小さくすれば、偏差eを小さくすることができ、設定値追従特性を良好にすることができる。なお、 $\alpha^{-1}W_s$ は、追従する帯域を制限する(例えば低域のみ追従するようにする)ための周波数重みとなる。

【0 0 1 9】

(B) ロバスト安定性：制御対象の特性変動やモデル化時の誤差により実際の

制御対象とそのモデルとの間には誤差が存在する。同定したモデルからの誤差の最大値を  $\Delta(s)$  として見積もり、この誤差に対して  $|\Delta(j\omega)| < |W_t(j\omega)|$  となる相補感度重み  $W_t(s)$  を用いて、設定値  $r$  から  $z_2$  までの  $H^\infty$  ノルムが 1 以下となるようにコントローラ  $K$  を設計すれば、ロバスト安定化を達成することができる。

【0 0 2 0】

(C) 外乱抑制性：外乱  $w$  から偏差  $e$  に至る伝達関数（より正確には、外乱  $w$  に周波数重み  $\alpha^{-1}W_s$  を掛けた、 $w$  から  $z_1$  至る伝達関数）の  $H^\infty$  ノルム（ゲイン）を小さくすれば、外乱  $w$  が入ってきても、偏差  $e$  を小さくすることができ、外乱抑制性を良好にすることができる。

次に、図 4 に示す一般化プラントの状態空間表現は次式で与えられるものとする。

【0 0 2 1】

【数 1】

$$\dot{x}_p = A_p x_p + B_{p1} M w + B_{p2} T u \quad \dots (1)$$

【0 0 2 2】

【数 2】

$$y = C_p x_p + D_{p1} M w + D_{p2} T u \quad \dots (2)$$

【0 0 2 3】

式 (1)、式 (2) において、 $x_p$  は状態量、 $A_p$ 、 $B_{p1}$ 、 $B_{p2}$ 、 $C_p$ 、 $D_{p1}$ 、 $D_{p2}$  は制御対象の数値モデル 1 1、1 2 のパラメータである。式 (2) より偏差  $e$  は次式のように求めることができる。

【0 0 2 4】

【数 3】

$$e = y - r = C_p x_p + D_{p1} M w + D_{p2} T u - r \quad \dots (3)$$

【0 0 2 5】

また、図 4 に示す一般化プラントの構成により、出力  $z_1'$  ,  $z_2'$  は次式のように定義することができる。

$$z_1' = e_2 \quad \dots (4)$$

$$z_2' = u \quad \dots (5)$$

コントローラ K に積分特性を持たせるための周波数重みは、式 (3) を用いて次式のように定義することができる。

【0 0 2 6】

【数 4】

$$\begin{aligned} x_\alpha &= A_\alpha x_\alpha + B_\alpha e \\ &= A_\alpha x_\alpha + B_\alpha C_p x_p + B_\alpha D_{p1} M w + B_\alpha D_{p2} T u - B_\alpha r \quad \dots (6) \end{aligned}$$

【0 0 2 7】

【数 5】

$$\begin{aligned} e_2 &= C_\alpha x_\alpha + D_\alpha e \\ &= C_\alpha x_\alpha + D_\alpha C_p x_p + D_\alpha D_{p1} M w + D_\alpha D_{p2} T u - D_\alpha r \quad \dots (7) \end{aligned}$$

【0 0 2 8】

式 (6)、式 (7) において、 $x_\alpha$  は  $\alpha^{-1} I$  の状態量、 $A_\alpha$  ,  $B_\alpha$  ,  $C_\alpha$  ,  $D_\alpha$  は  $\alpha^{-1} I$  のパラメータである。以上の式を整理して状態空間表現すると、以下の 3 式が得られる。

【0 0 2 9】

【数 6】

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_p \\ x_\alpha \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_p & 0 \\ B_\alpha C_p & A_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_p \\ x_\alpha \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & B_{p1} M & B_{p2} T \\ -B_\alpha & B_\alpha D_{p1} M & B_\alpha D_{p2} T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ w \\ u \end{bmatrix} \quad \dots (8)$$

【0 0 3 0】

【数 7】

$$\begin{bmatrix} z_1' \\ z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_\alpha C_p & C_\alpha \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_p \\ x_\alpha \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -D_\alpha & D_\alpha D_{p1} M & D_\alpha D_{p2} T \\ 0 & 0 & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ w \\ u \end{bmatrix} \quad \dots (9)$$

【0 0 3 1】

【数 8】

$$e_2 = \begin{bmatrix} D_\alpha C_p & C_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_p \\ x_\alpha \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -D_\alpha & D_\alpha D_{p1} M & D_\alpha D_{p2} T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ w \\ u \end{bmatrix} \quad \dots (10)$$

【0 0 3 2】

式 (8)、式 (9)、式 (10) をドイルの記法で表すと、次式が得られる。

【0 0 3 3】

【数 9】

$$G(s) = \begin{bmatrix} A & B_1 & B_2 \\ C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \quad \dots (11)$$

【0 0 3 4】

ただし、パラメータ A は次式のように表すことができる。

【0 0 3 5】

【数 10】

$$A = \begin{bmatrix} A_p & 0 \\ B_\alpha C_p & A_\alpha \end{bmatrix} \quad \dots (12)$$

【0 0 3 6】

パラメータ  $B_1$ ,  $B_2$  は次式のように表すことができる。

【0 0 3 7】

【数 1 1】

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0 & B_{p1}M \\ -B_\alpha & B_\alpha D_{p1}M \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} B_{p2}T \\ B_\alpha D_{p2}T \end{bmatrix} \quad \dots (13)$$

【0 0 3 8】

また、パラメータ  $C_1$ ,  $C_2$  は次式のように表すことができる。

【0 0 3 9】

【数 1 2】

$$C_1 = \begin{bmatrix} D_\alpha C_p & C_\alpha \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C_2 = [D_\alpha C_p \quad C_\alpha] \quad \dots (14)$$

【0 0 4 0】

そして、パラメータ  $D_{11}$ ,  $D_{12}$ ,  $D_{21}$ ,  $D_{22}$  は次式のように表すことができる。

【0 0 4 1】

【数 1 3】

$$D_{11} = \begin{bmatrix} -D_\alpha & D_\alpha D_{p1}M \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad D_{12} = \begin{bmatrix} D_\alpha D_{p2}T \\ I \end{bmatrix}$$

$$D_{21} = [-D_\alpha \quad D_\alpha D_{p1}M], \quad D_{22} = D_\alpha D_{p2}T \quad \dots (15)$$

【0 0 4 2】

感度重み  $W_s$  と相補感度重み  $W_t$  とを設計し、式 (1 1) の出力部に掛け合わせ、 $\gamma$  イテレーションを行うと、コントローラ  $K$  が状態空間表現で求まる。ここで、式 (1 1) の出力部とは、図 4 における出力  $z_1'$ ,  $z_2'$  に相当する部分を意味する。よって、式 (1 1) のパラメータ  $C_1$ ,  $D_{11}$ ,  $D_{12}$  からなる出力方程式に対し、感度重み  $W_s$  と相補感度重み  $W_t$  とを対角成分とする次式のような対角行列  $Q$  を左から掛け合わせればよい。こうして、コントローラ  $K$  のパラメータを算出することができる。

【0 0 4 3】

【数 1 4】

$$Q = \begin{bmatrix} W_s & 0 \\ 0 & W_t \end{bmatrix} \quad \dots (16)$$

【0 0 4 4】

なお、コントローラ  $K$  は一般化プラントによる  $H^\infty$  制御問題の解となるコントローラであり、蒸留塔などのプラントに実装する実際のコントローラは、図 6 に示すように、コントローラ  $K$  に重み  $\alpha^{-1} I$  とスケーリング行列  $T$  とを掛け合わせたものとなる。

【0 0 4 5】

前述のように、 $H^\infty$  制御理論は、周波数領域での設計法である。したがって、機械系の制御では設計がやり易いが、プロセス制御などのように周波数領域では考えにくい制御系の設計には利用しにくく、相補感度重み  $W_t$  や感度重み  $W_s$  を適切に選ぶことが難しい。

【0 0 4 6】

以下、本実施の形態における相補感度重み  $W_t$  の決定方法を説明する。制御対象は運転条件などにより特性が変動する。通常、ある 1 つのモデルに基づいて制御設計は行われるが、ロバスト制御設計では、制御対象の変動やモデリングの誤差の大きさを予め制御設計の際に加味し、それらの変動や誤差があっても、安定で、かつ制御性能があまり悪化しないように設計を行う。図 7 に制御対象のモデル 1 1 に対する加法的誤差を示す。図 7 において、1 9 は加法的誤差  $\Delta$  を表すブロックである。

【0 0 4 7】

ロバスト制御設計では、運転条件などによる制御対象の特性変動やモデル 1 1 の低次元化によるモデル誤差などを図 7 に示すような加法的誤差  $\Delta$  として表し、この加法的誤差  $\Delta$  によって制御対象の特性がモデル 1 1 からずれてもコントローラ出力が安定になるように設計する。そのためには、加法的誤差  $\Delta$  を覆うように相補感度重み  $W_t$  を決めてやればよい。この相補感度重み  $W_t$  の一般式を次式に示す。なお、モデル 1 2 の変化はシステムの安定性には関係しないので、モデル 1 1 のみを変動するものとして設計を行う。

【 0 0 4 8 】

【数 1 5】

$$W_t = \begin{bmatrix} W_{t1} & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & W_{t2} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & W_{t3} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & W_{tN} \end{bmatrix} \quad \cdots (17)$$

【 0 0 4 9 】

本実施の形態では、スケーリング行列 T を用いて大きさを整えた加法的誤差  $\Delta$  に対して、誤差  $\Delta$  のゲインの最大値  $G_{max}$  に安全係数  $\delta$  ( $\delta$  は例えば 1) を掛け合わせたものを相補感度重み  $W_t$  の要素とする。すなわち、相補感度重み  $W_t$  の要素 (重み)  $W_{t1}$ ,  $W_{t2}$ ,  $W_{t3}$ ,  $\cdots$ ,  $W_{tN}$  は、次式のように定義される。

$$W_{t1} = W_{t2} = W_{t3} = W_{tN} = (1 + \delta) G_{max} \quad \cdots (18)$$

【 0 0 5 0 】

本発明は、多変数制御系を対象としたものであり、操作量  $u$  の数を  $N$  ( $N$  は 1 以上の整数) 種類としたとき、相補感度重み  $W_t$  は  $N \times N$  行列となる。 $W_{tN}$  は  $N$  番目の操作量  $u_N$  に対する重みである。

次に、スケーリング行列 T, M の決定方法を説明する。スケーリング行列 T の一般式を次式に示す。

【 0 0 5 1 】

【数 1 6】

$$T = \begin{bmatrix} T_1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & T_2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & T_3 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & T_N \end{bmatrix} \quad \cdots (19)$$

【 0 0 5 2 】

操作量  $u$  の数を  $N$  種類としたとき、スケーリング行列 T は  $N \times N$  行列となる。スケーリング行列 T の要素  $T_N$  は  $N$  番目の操作量  $u_N$  に対する重みである。各要

素  $T_N$  は、前記加法的誤差  $\Delta$  の各成分の大きさがなるべく等しくなるように決定される。

次に、スケーリング行列  $M$  の一般式を次式に示す。

【0 0 5 3】

【数 1 7】

$$M = \begin{bmatrix} M_1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & M_2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & M_3 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & M_J \end{bmatrix} \quad \cdots (20)$$

【0 0 5 4】

外乱  $w$  の数を  $J$  ( $J$  は 1 以上の整数) 種類としたとき、スケーリング行列  $M$  は  $J \times J$  行列となる。スケーリング行列  $M$  の要素  $M_J$  は  $J$  番目の外乱  $w_J$  に対する重みである。各要素  $M_J$  は、各外乱  $w_J$  による制御量  $y$  への影響を調整することにより外乱抑制性能を決める調整パラメータである。

次に、本発明における感度重み  $W_s$  の決定方法について説明する。まず、感度重み  $W_s$  の一般式を次式に示す。

【0 0 5 5】

【数 1 8】

$$W_s = \begin{bmatrix} W_{s1} & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & W_{s2} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & W_{s3} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & W_{sL} \end{bmatrix} \quad \cdots (21)$$

【0 0 5 6】

制御量  $y$  の数を  $L$  ( $L$  は 1 以上の整数) 種類としたとき、感度重み  $W_s$  は  $L \times L$  行列となる。感度重み  $W_s$  の要素  $W_{sL}$  は  $L$  番目の制御量  $y_L$  に対する重みである。感度重み  $W_s$  を決定するには、図 5 のロバスト制御系を単純化した図 8 のような閉ループ系を用いて考える。図 8 において、1 1 a は制御対象の数値モデル  $P$  を表すブロック、1 3 a は周波数重み  $W_s'$  を表すブロックである。

【0 0 5 7】



設定値追従や外乱抑制などの主として速応性に関する制御性能を示す感度関数を  $S(s)$  としたとき、感度関数  $S(s)$  のゲイン  $|S(j\omega)|$  が小さい程、設定値応答に与えるモデル変動の影響が少なくなり好ましい。各周波数における制御仕様を  $S_{\text{spec}}(\omega)$  で与えると、次式のような感度関数  $S(s)$  に関する条件が得られる。

【0058】

【数19】

$$|S(j\omega)| < S_{\text{spec}}(\omega); \forall \omega \quad \dots (22)$$

【0059】

$\forall \omega$  は全ての周波数  $\omega$  について式 (22) が成立することを意味している。一方、感度関数  $S(s)$  は、図8に示す閉ループ系の設定値  $r$  から偏差  $e$  に至る伝達関数  $G_{\text{er}}(s)$  に相当するので、制御対象の伝達関数を  $P(s)$ 、コントローラの伝達関数を  $K(s)$  としたとき、次式が得られる。

【0060】

【数20】

$$S(s) = G_{\text{er}}(s) = \frac{-1}{1 - P(s)K(s)} \quad \dots (23)$$

【0061】

また、図8に示す閉ループ系の設定値  $r$  から制御量  $y$  に至る伝達関数  $G_{\text{yr}}(s)$  は次式のように得られる。

【0062】

【数21】

$$G_{\text{yr}}(s) = \frac{-P(s)K(s)}{1 - P(s)K(s)} \quad \dots (24)$$

【0063】

式 (23)、式 (24) より、感度関数  $S(s)$  は次式のように求めることができる。

【0064】

【数 2 2】

$$S(s) = G_{yr}(s) - 1 \quad \dots (25)$$

【0 0 6 5】

本実施の形態では、図 8 に示す閉ループ系の過渡応答特性、すなわち閉ループ系の設定値  $r$  から制御量  $y$  に至る伝達関数  $G_{yr}(s)$  を以下のように 1 次遅れ特性で近似して、伝達関数  $G_{yr}(s)$  の仕様として  $G_{yr\#spec}(s)$  を与える。

【0 0 6 6】

【数 2 3】

$$G_{yr\_spec}(s) = \frac{1}{T_{sL}s + 1} \quad \dots (26)$$

【0 0 6 7】

式 (26) において、 $T_{sL}$  は  $L$  番目の制御量  $y_L$  に関する時定数である。式 (25) の  $G_{yr}(s)$  の代わりに式 (26) の  $G_{yr\#spec}(s)$  を用いると、次式のような制御仕様  $S_{spec}(s)$  が得られる。

【0 0 6 8】

【数 2 4】

$$S_{spec}(s) = -\frac{T_{sL}s}{T_{sL}s + 1} \quad \dots (27)$$

【0 0 6 9】

本実施の形態では、 $L$  番目の制御量  $y_L$  に関する周波数重み  $W_{sL}'(s)$  を次式のように設定する。

【0 0 7 0】

【数 2 5】

$$W_{sL}'(s) = \frac{1}{S_{spec}(s)} = -\frac{T_{sL}s + 1}{T_{sL}s} \quad \dots (28)$$

【0 0 7 1】

周波数重み  $W_{sL}'(s)$  は、 $\alpha^{-1}(s)$  と  $W_{sL}(s)$  とを掛け合わせたもので

あり、次式のように定義される。

【0072】

【数26】

$$W_{sL}'(s) = \alpha^{-1}(s)W_{sL}(s) \quad \dots (29)$$

【0073】

周波数重み  $W_{sL}'(s)$  を式(28)のように設定すると、式(22)を次式のように変形することができる。

【0074】

【数27】

$$|S(j\omega)| < \frac{1}{|W_{sL}'(j\omega)|}; \forall \omega \quad \dots (30)$$

【0075】

さらに、式(30)は  $H^\infty$  ノルムを用いると次式のように書き直すことができる。

【0076】

【数28】

$$\|W_{sL}'(s)S(s)\|_\infty < 1 \quad \dots (31)$$

【0077】

式(31)は、図8に示す閉ループ系の設定値  $r$  から偏差  $e$  に至る伝達関数（正確には、設定値  $r$  に周波数重み  $\alpha^{-1}(s)W_{sL}(s)$  を掛けた、 $r$  から  $z_1$  に至る伝達関数）の  $H^\infty$  ノルムが1未満であることを示している。この式(31)は、設定値追従特性を考慮したコントローラ  $K$  の設計指標である。したがって、周波数重み  $W_{sL}'(s)$  を式(28)のように設定することにより、式(31)が満たされ、設定値追従特性を考慮したコントローラ  $K$  の設計が可能となる。式(28)を変形すると、次式が得られる。

【0078】

【数 2 9】

$$W_{sL}'(s) = \frac{s+a}{s} \cdot \frac{-(T_{sL}s+1)}{T_{sL}(s+a)} \quad \dots (32)$$

【0 0 7 9】

式 (32) の右辺第 1 項は  $\alpha^{-1}(s)$  である。したがって、感度重み  $W_s$  の要素  $W_{sL}(s)$  は次式のように算出することができる。

【0 0 8 0】

【数 3 0】

$$W_{sL}(s) = -\frac{T_{sL}s+1}{T_{sL}(s+a)} \quad \dots (33)$$

【0 0 8 1】

式 (33) を代入することにより、式 (21) は以下のように表すことができる。

【0 0 8 2】

【数 3 1】

$$W_s = \begin{bmatrix} -\frac{T_{s1}s+1}{T_{s1}(s+a)} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & -\frac{T_{s2}s+1}{T_{s2}(s+a)} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{T_{s3}s+1}{T_{s3}(s+a)} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & -\frac{T_{sL}s+1}{T_{sL}(s+a)} \end{bmatrix} \quad \dots (34)$$

【0 0 8 3】

こうして、感度重み  $W_s$  を決定することができる。次に、以上のような動作を図 1 を用いて説明する。

過渡応答パラメータ、すなわち時定数  $T_{sL}$  は、設計装置の利用者によって過渡応答パラメータ入力部 1 に設定される。この時定数  $T_{sL}$  の設定は各制御量  $y$  毎に行われる。

## 【 0 0 8 4 】

過渡応答パラメータ登録部 2 は、過渡応答パラメータ入力部 1 から入力された時定数  $T_{sL}$  をそのまま閉ループ伝達関数算出部 3 へ出力する。

閉ループ伝達関数算出部 3 は、入力された時定数  $T_{sL}$  を式 (26) に代入して、図 8 に示す閉ループ系の設定値  $r$  から制御量  $y$  に至る伝達関数  $G_{yr}(s)$  を算出し、これを周波数感度重み算出部 4 へ出力する。

## 【 0 0 8 5 】

続いて、周波数感度重み算出部 4 は、伝達関数  $G_{yr}(s)$  を基に式 (25)、式 (27)、式 (28)、式 (32) ~ 式 (34) を用いて感度重み  $W_s$  を算出し、これをコントローラ算出部 5 へ出力する。

記憶部 6 は、式 (1) ~ 式 (15) で説明した図 4 の一般化プラントの数式を記憶している。

コントローラ算出部 5 は、記憶部 6 に記憶された一般化プラントの数式に感度重み  $W_s$  を登録して、 $\gamma$  イテレーションを行うことにより、コントローラ  $K$  のパラメータを算出する。このとき、相補感度重み  $W_t$  とスケーリング行列  $T$ 、 $M$  とは、記憶部 6 の一般化プラントに予め設定されている。こうして、コントローラ  $K$  の設計を行うことができる。

## 【 0 0 8 6 】

前述のようにプロセス制御等の分野では、周波数領域で制御仕様を与えることが難しく、周波数感度重み  $W_s$  の決定が困難であった。これに対して、本実施の形態では、閉ループ系の過渡応答特性（伝達関数  $G_{yr}(s)$ ）を設定することにより、この過渡応答特性に基づいて感度重み  $W_s$  を算出することができる。これにより、プロセス制御のように周波数応答特性を制御仕様として与えることが困難な分野であっても、 $H_\infty$  制御理論に基づくコントローラの設計が可能となる。その結果、制御対象の変動や数値モデルの不確かさを考慮した多変数制御系の設計が容易となる。また、制御実行時の計算負荷が軽く、小規模な制御システムでも実装できるという  $H_\infty$  制御の特徴を生かしたコントローラを実現することができる。

## 【 0 0 8 7 】

【実施の形態の 2】

実施の形態の 1 では、閉ループ系の過渡応答特性を 1 次遅れで近似し、各制御量に対する閉ループ時定数を指定することにより、感度重み  $W_S$  を決定した。この場合、過渡応答特性に基づく制御設計と言えども、指定する設計パラメータは各制御量に対して 1 つのみであり、また得られる制御系は必ずしも指定したとおりに 1 次遅れのように動作しない。

【0088】

多変数制御の実用性を考えると、設計パラメータの数を増やすことは良いことではないが、設計パラメータの意味を明確にした上で設計の自由度を高めるのであれば、必ずしも誤った方針ではないと考えられる。そこで、本実施の形態では、閉ループ系の特性を一般に良く用いられる 2 次系で近似し、その過渡応答特性パラメータを指定することにより設計を行う。

まず、各制御量に対する図 8 の閉ループ系の過渡応答を次式のように 2 次系で近似する。

【0089】

【数 3 2】

$$\frac{y}{r} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad \dots (35)$$

【0090】

式 (35) において、 $\zeta$  ( $\zeta > 0$ ) は減衰係数、 $\omega_n$  ( $\omega_n > 0$ ) は固有振動数である。式 (35) で示したシステムの特性方程式の解は、次式のように得られる。

【0091】

【数 3 3】

$$s = -\zeta\omega_n \pm \omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1} \quad \dots (36)$$

【0092】

いま、ステップ入力 ( $r(s) = 1/s$ ) を与えると、閉ループ系の出力であ

る制御量  $y(s)$  は次式のように求めることができる。

【0093】

【数34】

$$y(s) = \frac{\omega_n^2}{(s-s_1)(s-s_2)} \cdot \frac{1}{s} \\ = \frac{1}{s} + \frac{C_1}{s + \zeta \omega_n - \omega_n \sqrt{\zeta^2 - 1}} + \frac{C_2}{s + \zeta \omega_n + \omega_n \sqrt{\zeta^2 - 1}} \dots (37)$$

【0094】

式(37)におけるパラメータ  $s_1$ ,  $s_2$ ,  $C_1$ ,  $C_2$  はそれぞれ次式のようなになる。

【0095】

【数35】

$$s_1 = -\zeta \omega_n + \omega_n \sqrt{\zeta^2 - 1}, \quad s_2 = -\zeta \omega_n - \omega_n \sqrt{\zeta^2 - 1} \\ C_1 = \frac{-\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1}}{2\sqrt{\zeta^2 - 1}}, \quad C_2 = \frac{\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1}}{2\sqrt{\zeta^2 - 1}} \dots (38)$$

【0096】

いま、2次系の特性で最も重要な減衰振動 ( $0 < \zeta < 1$ ) の場合を考える。このとき、パラメータ  $C_1$ ,  $C_2$  はそれぞれ次式のようなになる。

【0097】

【数36】

$$C_1 = \frac{i(\zeta + i\sqrt{1 - \zeta^2})}{2\sqrt{1 - \zeta^2}}, \quad C_2 = \frac{i(-\zeta + i\sqrt{1 - \zeta^2})}{2\sqrt{1 - \zeta^2}} \dots (39)$$

【0098】

これにより、図8に示す閉ループ系の時間応答は次式のように表すことができる。

【0099】

【数 37】

$$\begin{aligned}
y(t) &= 1 + \frac{i(\zeta + i\sqrt{1-\zeta^2})}{2\sqrt{1-\zeta^2}} \cdot \exp(-\zeta\omega_n + i\omega_n\sqrt{1-\zeta^2})t \\
&\quad + \frac{i(-\zeta + i\sqrt{1-\zeta^2})}{2\sqrt{1-\zeta^2}} \cdot \exp(-\zeta\omega_n - i\omega_n\sqrt{1-\zeta^2})t \\
&= 1 + \frac{i(\zeta + i\sqrt{1-\zeta^2})}{2\sqrt{1-\zeta^2}} \cdot e^{-\zeta\omega_n t} \left( \cos\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}t + i\sin\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}t \right) \\
&\quad + \frac{i(-\zeta + i\sqrt{1-\zeta^2})}{2\sqrt{1-\zeta^2}} \cdot e^{-\zeta\omega_n t} \left( \cos\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}t - i\sin\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}t \right) \\
&= 1 - e^{-\zeta\omega_n t} \left( \cos\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}t + \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}t \right) \\
&= 1 - \frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin\left(\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}t + \psi\right), \quad \psi = \cos^{-1}\zeta \quad \dots (40)
\end{aligned}$$

【0100】

式(40)で表される閉ループ系の時間応答の1例を図9に示す。図9は、時間0において100%のステップ状の設定値 $r$ を与えたときの制御量 $y$ の様子を示している。この時間応答に対応する2次系の一般的な過渡応答特性を表すパラメータとしては、制御量 $y$ が設定値 $r$ （ここでは100%）と同じ値に達するまでの時間である立ち上がり時間 $t_r$ 、制御量 $y$ が設定値 $r$ を超えた後に最初にとる過渡偏差の極値である行過ぎ量 $OS$ 、制御量 $y$ が行過ぎ量 $OS$ に達するまでの時間である行過ぎ時間 $t_p$ 、制御量 $y$ が設定値 $r$ に対して5%の範囲内におさまるまでの時間である整定時間 $t_q$ 、図9に示す $a_1$ と $a_2$ の比である減衰比 $DR$ がある。立ち上がり時間 $t_r$ は、減衰係数 $\zeta$ と固有振動数 $\omega_n$ とを用いて次式のように表すことができる。

【0101】



【数 3 8】

$$t_r = \frac{1}{\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}} (\pi - \cos^{-1} \zeta) \quad \dots (41)$$

【0 1 0 2】

同様に、行過ぎ時間  $t_p$  を以下に示す。

【0 1 0 3】

【数 3 9】

$$t_p = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}} \quad \dots (42)$$

【0 1 0 4】

整定時間  $t_q$  は次式のように求めることができる。

【0 1 0 5】

【数 4 0】

$$t_q = \frac{3}{\zeta \omega_n} \quad \dots (43)$$

【0 1 0 6】

また、行過ぎ量  $OS$  は減衰係数  $\zeta$  を用いて次式のように求めることができる。

【0 1 0 7】

【数 4 1】

$$OS = \exp \left( \frac{-\zeta \pi}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \right) \quad \dots (44)$$

【0 1 0 8】

そして、減衰比  $DR$  は次式のように求めることができる。

【0 1 0 9】

【数 4 2】

$$DR = a_2 / a_1 = \exp \left( -2 \pi \zeta / \sqrt{1 - \zeta^2} \right) \quad \dots (45)$$

【0110】

式(35)より、図8に示す閉ループ系の設定値  $r$  から制御量  $y$  に至る伝達関数  $G_{yr}(s)$  は次式のように得られる。

【0111】

【数43】

$$G_{yr}(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad \dots (46)$$

【0112】

実施の形態の1と同様に、周波数重み  $W_{sL}'(s)$  を次式のように設定すると、式(31)が満たされ、設定値追従特性を考慮したコントローラ  $K$  の設計が可能となる。

【0113】

【数44】

$$W_{sL}'(s) = \frac{1}{S_{spec}(s)} = \frac{1}{G_{yr}(s) - 1} = \frac{1}{\frac{\omega_{nL}^2}{s^2 + 2\zeta_L\omega_{nL}s + \omega_{nL}^2} - 1} \quad \dots (47)$$

【0114】

式(47)において、 $\zeta_L$  は  $L$  番目の制御量  $y_L$  に関する減衰係数、 $\omega_{nL}$  は制御量  $y_L$  に関する固有振動数である。式(47)は次式のように変形することができる。

【0115】

【数45】

$$\begin{aligned} W_{sL}'(s) &= \frac{s^2 + 2\zeta_L\omega_{nL}s + \omega_{nL}^2}{-s^2 - 2\zeta_L\omega_{nL}s} \\ &= \frac{s+a}{s} \cdot \frac{-(s^2 + 2\zeta_L\omega_{nL}s + \omega_{nL}^2)}{(s + 2\zeta_L\omega_{nL})(s+a)} \quad \dots (48) \end{aligned}$$

【0116】

式 (4 8) の右辺第 1 項は  $\alpha^{-1}(s)$  である。したがって、感度重み  $W_s$  の要素  $W_{sL}(s)$  は次式のように算出することができる。

【0 1 1 7】

【数 4 6】

$$W_{sL}(s) = -\frac{s^2 + 2\zeta_L\omega_{nL}s + \omega_{nL}^2}{(s + 2\zeta_L\omega_{nL})(s + a)} \quad \dots (49)$$

【0 1 1 8】

式 (4 9) を代入することにより、式 (2 1) は以下のように表すことができる。

【0 1 1 9】

【数 4 7】

$$W_s = \begin{bmatrix} -\frac{s^2 + 2\zeta_1\omega_{n1}s + \omega_{n1}^2}{(s + 2\zeta_1\omega_{n1})(s + a)} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & -\frac{s^2 + 2\zeta_2\omega_{n2}s + \omega_{n2}^2}{(s + 2\zeta_2\omega_{n2})(s + a)} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & -\frac{s^2 + 2\zeta_L\omega_{nL}s + \omega_{nL}^2}{(s + 2\zeta_L\omega_{nL})(s + a)} \end{bmatrix} \quad \dots (50)$$

【0 1 2 0】

式 (5 0) を用いて感度重み  $W_s$  を算出するには、減衰係数  $\zeta_L$  と固有振動数  $\omega_{nL}$  とを求めてやる必要がある。減衰係数  $\zeta_L$  と固有振動数  $\omega_{nL}$  とを求めるには、前述した立ち上がり時間  $t_r$ 、行過ぎ時間  $t_p$ 、整定時間  $t_q$ 、行過ぎ量  $OS$  および減衰比  $DR$  のうちから 2 つを選択し、選択した 2 つのパラメータの値を設定すればよい。本実施の形態では、減衰係数  $\zeta_L$  と固有振動数  $\omega_{nL}$  の算出方法の 1 例として、立ち上がり時間  $t_r$  と行過ぎ量  $OS$  とを用いた場合について説明する。式 (4 4) に示す行過ぎ量  $OS$  より減衰係数  $\zeta_L$  は次式のように求めることができる。

【0 1 2 1】

【数 4 8】

$$\zeta_L = \sqrt{\frac{(\ln(OS_L))^2}{\pi^2 + (\ln(OS_L))^2}} \quad \dots (51)$$

【0 1 2 2】

式 (51) において、 $OS_L$  は  $L$  番目の制御量  $y_L$  に関する行過ぎ量である。また、式 (41) に示す立ち上がり時間  $t_r$  より固有振動数  $\omega_{nL}$  は次式のように求めることができる。

【0 1 2 3】

【数 4 9】

$$\omega_{nL} = \frac{\pi - \cos^{-1} \zeta_L}{t_{rL} \sqrt{1 - \zeta_L^2}} \quad \dots (52)$$

【0 1 2 4】

式 (52) において、 $t_{rL}$  は  $L$  番目の制御量  $y_L$  に関する立ち上がり時間である。このように、行過ぎ量  $OS_L$  の値を設定すれば、式 (51) より減衰係数  $\zeta_L$  を算出することができ、立ち上がり時間  $t_{rL}$  の値を設定すれば、式 (52) より固有振動数  $\omega_{nL}$  を算出することができる。以上のようにして、感度重み  $W_s$  を決定することができる。

【0 1 2 5】

本実施の形態においても、設計装置としての構成は実施の形態の 1 とほぼ同様である。そこで、図 1 を用いて本実施の形態の設計装置の動作を説明する。

過渡応答パラメータ、すなわち行過ぎ量  $OS_L$  と立ち上がり時間  $t_{rL}$  とは、設計装置の利用者によって過渡応答パラメータ入力部 1 に設定される。この行過ぎ量  $OS_L$  と立ち上がり時間  $t_{rL}$  の設定は各制御量  $y$  毎に行われる。

【0 1 2 6】

本実施の形態における過渡応答パラメータ登録部 2 は、過渡応答パラメータ入力部 1 から入力された行過ぎ量  $OS_L$  と立ち上がり時間  $t_{rL}$  とをそのまま閉ループ伝達関数算出部 3 へ出力する。

閉ループ伝達関数算出部 3 は、行過ぎ量  $OS_L$  と立ち上がり時間  $t_{rL}$  とを基に式 (5 1)、式 (5 2) を用いて減衰係数  $\zeta_L$ 、固有振動数  $\omega_{nL}$  を算出し、この減衰係数  $\zeta_L$  と固有振動数  $\omega_{nL}$  とを式 (4 6) に代入して伝達関数  $G_{yr}(s)$  を算出し、伝達関数  $G_{yr}(s)$  を周波数感度重み算出部 4 へ出力する。

【0 1 2 7】

続いて、周波数感度重み算出部 4 は、伝達関数  $G_{yr}(s)$  を基に式 (4 7) ～式 (5 0) を用いて感度重み  $W_s$  を算出し、これをコントローラ算出部 5 へ出力する。

コントローラ算出部 5 および記憶部 6 の動作は実施の形態の 1 と全く同じである。こうして、コントローラ  $K$  の設計を行うことができる。

【0 1 2 8】

【発明の効果】

本発明によれば、設定手段で閉ループ系の過渡応答特性を設定することにより、この過渡応答特性に基づいて周波数感度重みを算出することができる。これにより、プロセス制御のように周波数応答特性を制御仕様として与えることが困難な分野であっても、 $H_\infty$  制御理論に基づくコントローラの設計が可能となる。その結果、制御対象の変動や数値モデルの不確かさを考慮した多変数制御系の設計が容易となる。また、制御実行時の計算負荷が軽く、小規模な制御システムでも実装できるという  $H_\infty$  制御の特徴を生かしたコントローラを実現することができる。

【0 1 2 9】

また、閉ループ系の過渡応答特性を 1 次遅れ特性で近似することにより、制御設計のためのパラメータが設計者にとって直感的に分かりやすいものとなるので、設計者にとって分かりやすく使いやすい設計装置を実現することができる。また、パラメータが設計者にとって直感的に分かりやすいので、いったん設計した後に設計変更を行う場合にも、設計変更が容易な設計装置を実現することができる。

【0 1 3 0】

また、閉ループ系の過渡応答特性を 2 次系の特性で近似することにより、設計

の自由度を高めることができ、設計装置によって得られるコントローラの適用範囲を広げることができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明の第 1 の実施の形態となるコントローラの設計装置の構成を示すブロック図である。

【図 2】 実際の制御対象を数式化したモデルの構成を示すブロック図である。

【図 3】 従来的一般化プラントの構成を示すブロック図である。

【図 4】 本発明の設計装置で用いる一般化プラントの構成を示すブロック図である。

【図 5】 図 4 の一般化プラントにコントローラを加えたロバスト制御系の構成を示すブロック図である。

【図 6】 本発明の設計装置を用いて設計したコントローラを含む実際のコントローラの構成を示すブロック図である。

【図 7】 制御対象の数値モデルの加法的誤差を示す図である。

【図 8】 感度重みの決定に際して用いる閉ループ系の構成を示すブロック図である。

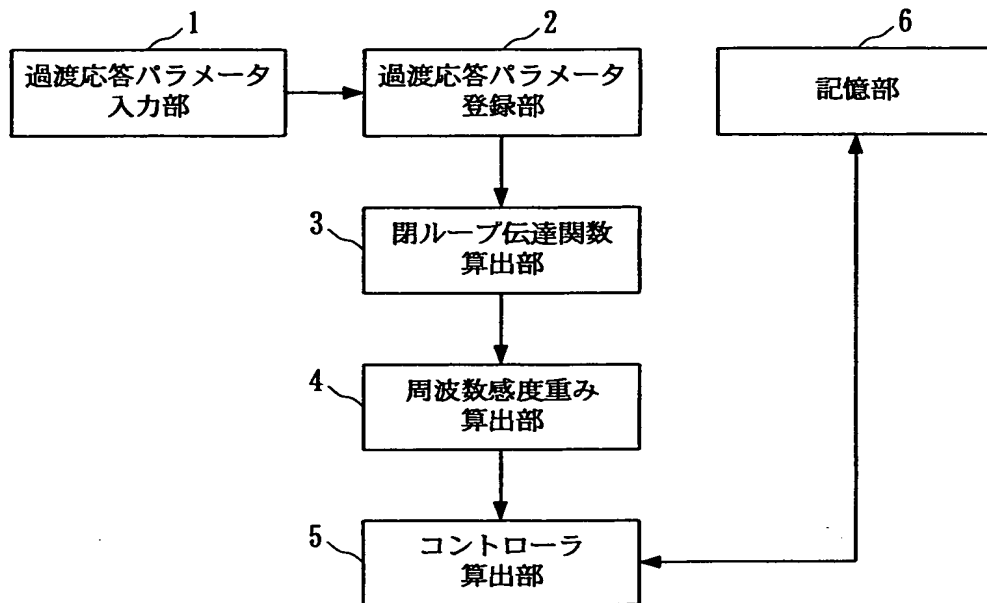
【図 9】 閉ループ系を 2 次系で近似したときの時間応答特性を示す図である。

【符号の説明】

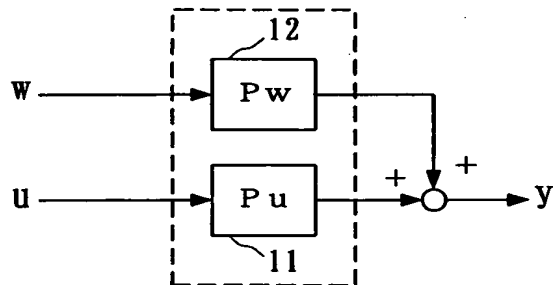
1 … 過渡応答パラメータ入力部、 2 … 過渡応答パラメータ登録部、 3 … 閉ループ伝達関数算出部、 4 … 周波数感度重み算出部、 5 … コントローラ算出部、 6 … 記憶部。

【書類名】 図面

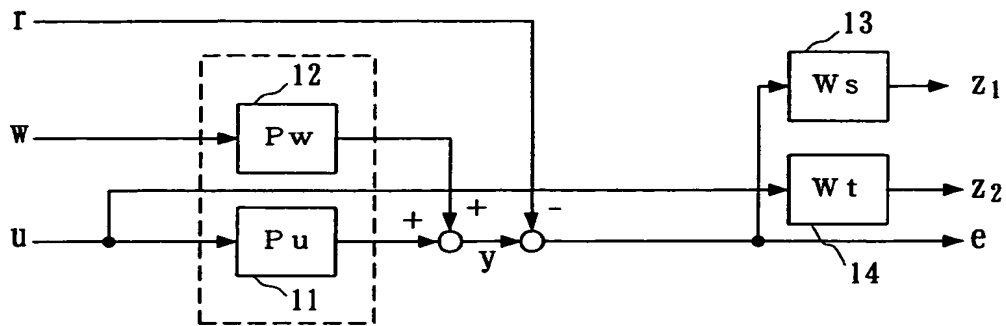
【図 1】



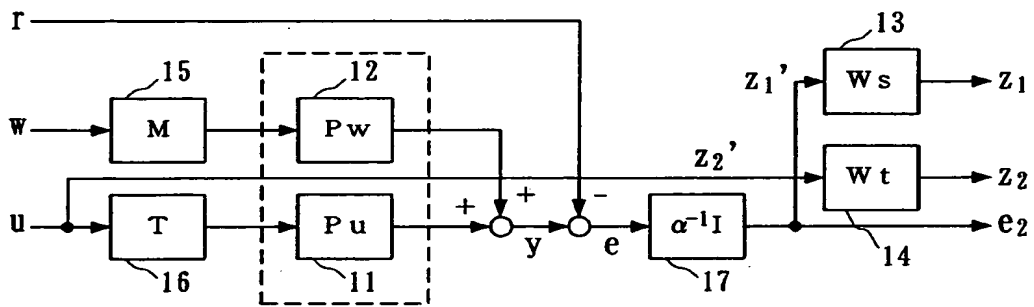
【図 2】



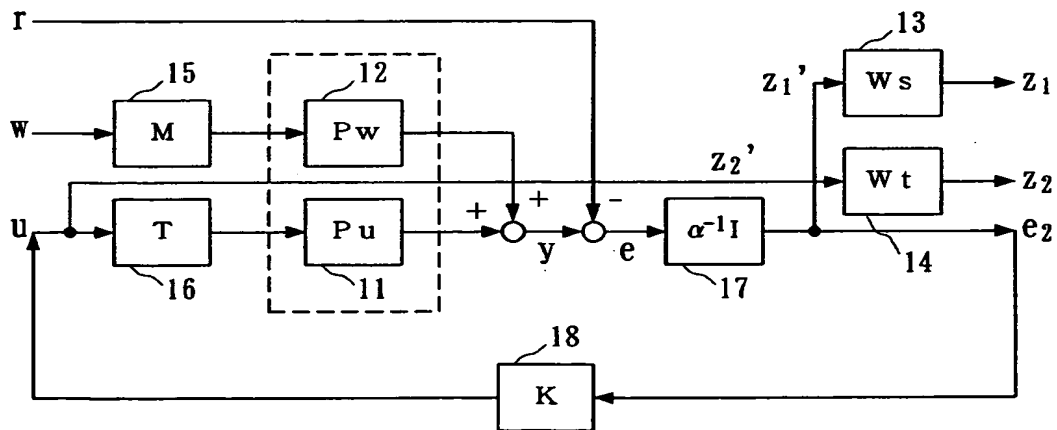
【図 3】



【図 4】

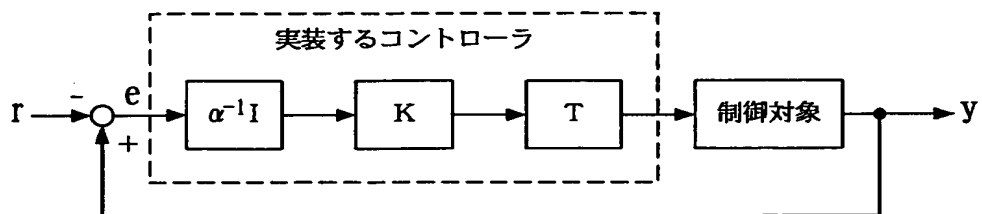


【図 5】

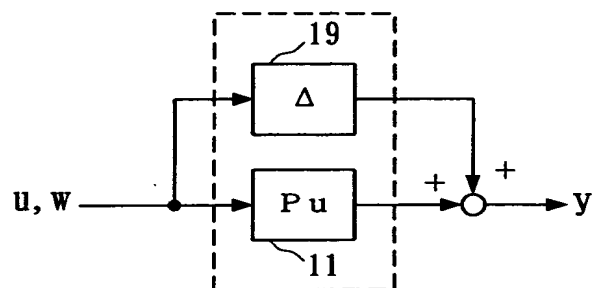




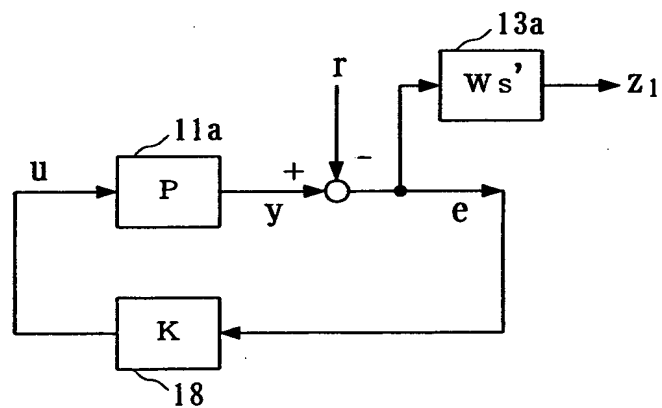
【図 6】



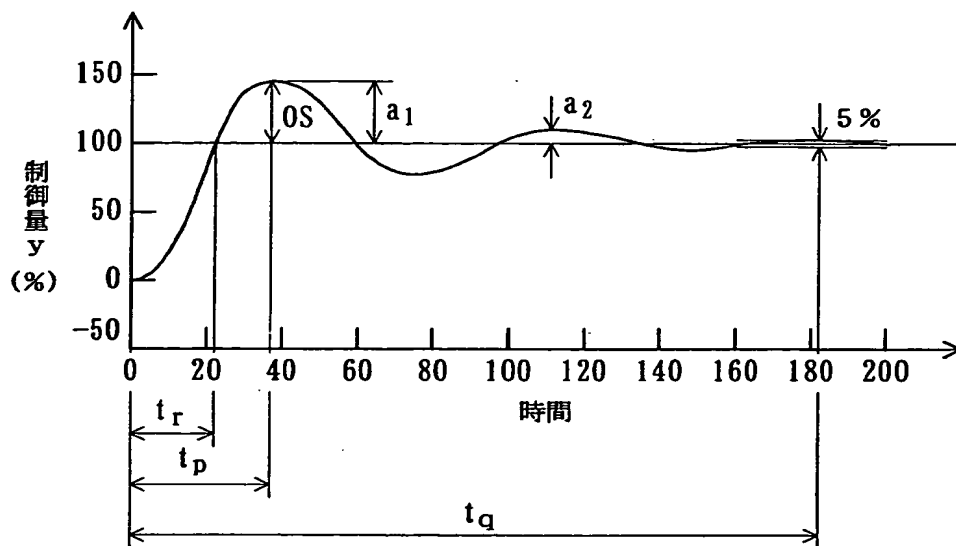
【図 7】



【図 8】



【図 9】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 周波数感度重みの決定を容易にし、 $H_\infty$ 制御理論に基づくコントローラの設計を容易にする。

【解決手段】 閉ループ伝達関数算出部 3 は、過渡応答パラメータ登録部 2 から入力された過渡応答パラメータ（時定数）を基に閉ループ系の設定値から制御量に至る 1 次遅れの伝達関数を算出する。周波数感度重み算出部 4 は、伝達関数を基に周波数感度重みを算出する。コントローラ算出部 5 は、周波数感度重みを一般化プラントに登録して、コントローラのパラメータを算出する。

【選択図】 図 1

出願人履歴情報

識別番号 [000006666]

1. 変更年月日	1998年 7月 1日
[変更理由]	名称変更
住 所	東京都渋谷区渋谷2丁目12番19号
氏 名	株式会社山武